

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-107238

(43)Date of publication of application : 10.04.2002

(51)Int.Cl.

G01L 1/14

G01B 7/00

G01D 5/20

G01L 1/26

(21)Application number : 2000-301542

(71)Applicant : GOTO TADATOSHI

(22)Date of filing : 29.09.2000

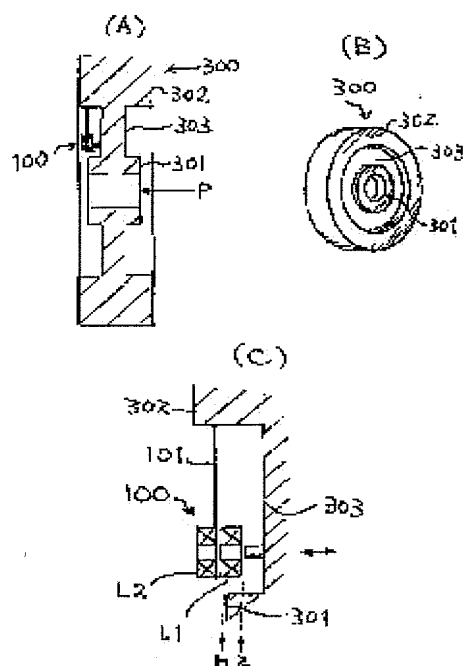
(72)Inventor : GOTO TADATOSHI
SAKAMOTO KAZUYA
SAKAMOTO HIROSHI

(54) LOAD SENSOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide position detection type load sensor having compact and simple structure and allowing easy temperature characteristic compensation so as to detect very small displacement corresponding to a load with high resolution.

SOLUTION: A magneto-responsive member 11 is magnetically connected with no contact to a single sensor coil L1 excited by an alternating current. A relative position between the magneto-responsive member 11 and the sensor coil L1 is varied according to a load to be detected, and according to a change in the relative position, an impedance of the sensor coil is changed. A temperature compensation coil L2 is connected in series to the sensor coil L1, and when an output voltage varied according to the impedance change of the sensor coil is taken out for the sensor coil from the connection point between them, an output processed for temperature drift compensation is obtained. When the output voltage for the sensor coil and a reference voltage are computed, at least two alternating current output signals having a predetermined periodic amplitude function as an amplitude coefficient are generated. On the basis of these signals, very small displacement corresponding to the load is detected as a phase change, and detection is carried out with high precision.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-107238

(P2002-107238A)

(43)公開日 平成14年4月10日(2002.4.10)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テームコード*(参考)
G 0 1 L 1/14		G 0 1 L 1/14	B 2 F 0 6 3
G 0 1 B 7/00		G 0 1 B 7/00	D 2 F 0 7 7
			E
G 0 1 D 5/20		G 0 1 D 5/20	J
			K
審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 13 頁) 最終頁に続く			

(21)出願番号 特願2000-301542(P2000-301542)

(22)出願日 平成12年9月29日(2000.9.29)

(71)出願人 591054196

後藤 忠敏

東京都府中市新町1丁目77番2号

(72)発明者 後藤 忠敏

東京都府中市新町1丁目77番2号

(72)発明者 坂元 和也

東京都羽村市川崎1丁目1番5号、MAC

羽村コート I I -405

(72)発明者 坂本 宏

埼玉県川越市山田896-8

(74)代理人 100077539

弁理士 飯塚 義仁

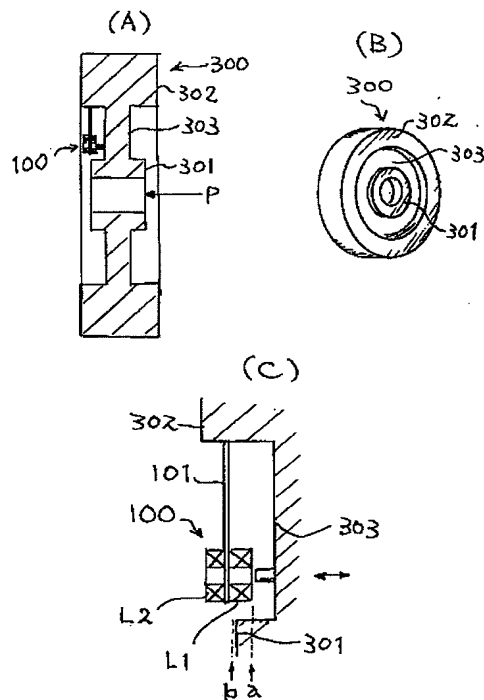
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 荷重センサ

(57)【要約】

【課題】 小型かつシンプルな構造を持ち、温度特性の補償も容易な、位置検出型の荷重センサの提供。荷重に応じた微小変位でも高分解能で検出する。

【解決手段】 交流励磁される1つのセンサ用コイル(L1)に対して、非接触で、磁気応答部材(11)が磁氣的に結合し、検出対象たる荷重に応じて該部材と該コイルとの相対的位置が変化し、これに応じて該コイルのインピーダンスが変化する。センサ用コイル(L1)に温度補償用コイル(L2)が直列接続され、その接続点より、センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該コイルの出力電圧を取り出すことで、温度ドリフト補償された出力を得る。センサ用コイルの出力電圧と基準電圧と演算することで、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ交流出力信号を少なくとも2つ生成する。これに基づき、荷重に応じた微小変位を位相変化として検出し、高精度で検出を行なう。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 検出対象たる荷重を受けて変位する荷重受け部と、交流信号で励磁されるセンサ用コイルを配置してなるコイル部及び該コイル部に対して相対的に変位する磁気応答部材を含み、該コイル部に対する該磁気応答部材の相対的位置が前記荷重受け部の変位に連動して変位する検出部と、

前記センサ用コイルに直列接続された温度補償用コイルと、

前記センサ用コイルと前記温度補償用コイルとの接続点より、前記センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該センサ用コイルの出力電圧を取り出す回路とを具えた荷重センサ。

【請求項 2】 交流信号からなる基準電圧を発生する回路と、

前記センサ用コイルの出力電圧と前記基準電圧と演算することで、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ交流出力信号を少なくとも 2 つ生成する演算回路であって、前記各交流出力信号の前記周期的振幅関数はその周期特性において所定位相だけ異なっているものとをさらに具えた請求項 1 に記載の荷重センサ。

【請求項 3】 検出対象たる荷重を受けて変位する荷重受け部と、

交流信号で励磁されるセンサ用コイルを配置してなるコイル部及び該コイル部に対して相対的に変位する磁気応答部材を含み、該コイル部に対する該磁気応答部材の相対的位置が前記荷重受け部の変位に連動して変位する検出部と、

交流信号からなる基準電圧を発生する回路と、

前記センサ用コイルの出力電圧と前記基準電圧と演算することで、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ交流出力信号を少なくとも 2 つ生成する演算回路であって、前記各交流出力信号の前記周期的振幅関数はその周期特性において所定位相だけ異なっているものとを具えた荷重センサ。

【請求項 4】 前記基準電圧を発生する回路は、交流信号が印加されるように直列接続された 2 つのコイルを含み、該コイルの接続点より前記基準電圧を取り出すようにした請求項 2 又は 3 に記載の荷重センサ。

【請求項 5】 前記基準電圧を発生する回路は、第 1 及び第 2 の基準電圧を発生し、

前記演算回路は、前記センサ用コイルの出力電圧と前記第 1 及び第 2 の基準電圧とを用いて所定の第 1 の演算及び第 2 の演算をそれぞれ行うことで、第 1 の振幅関数を振幅係数として持つ第 1 の交流出力信号と、第 2 の振幅関数を振幅係数として持つ第 2 の交流出力信号とをそれぞれ生成するものである請求項 2 又は 3 に記載の荷重センサ。

【請求項 6】 前記第 1 及び第 2 の基準電圧は、前記第 1 及び第 2 の交流出力信号における前記第 1 及び第 2 の

振幅関数の周期特性における特定の位相区間を定めるものであり、この第 1 及び第 2 の基準電圧を可変することで、該特定の位相区間と前記相対的位置の変化範囲との対応関係を可変できることを特徴とする請求項 5 に記載の荷重センサ。

【請求項 7】 前記基準電圧を発生する回路は、交流信号が印加されるように直列接続された 2 つのコイルを含む第 1 の回路と、交流信号が印加されるように直列接続された 2 つのコイルを含む第 2 の回路とを含み、該第 1 の回路のコイルの接続点より前記第 1 の基準電圧を取り出し、該第 2 の回路のコイルの接続点より前記第 2 の基準電圧を取り出すようにした請求項 5 に記載の荷重センサ。

【請求項 8】 前記直列接続された 2 つのコイルは磁性体コアを有し、該 2 つのコイルのそれぞれに対する磁性体コアの配置を調整することで、コイルのインピーダンスを調整し、もって該 2 つのコイルの接続点より取り出される基準電圧のレベルを調整できるようにした請求項 4 又は 7 に記載の荷重センサ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、荷重センサに関し、特に、1 相の交流信号による励磁に基づき複数相の振幅関数特性を示す出力交流信号を検出対象位置に応じて出力するタイプの位置検出装置を利用した荷重センサに関し、さらに詳しくはセンサ用コイルを含む検出部の構成を単純化したものに関する。

【0002】

【従来の技術】従来より知られた誘導型直線位置検出装置としては差動トランスがある。差動トランスは、1 つの 1 次巻線を 1 相で励磁し、差動接続された 2 つの 2 次巻線の各配置位置において検出対象位置に連動する鉄心コアの直線位置に応じて差動的に変化するリラクタンスを生ぜしめ、その結果として得られる 1 相の誘導出力交流信号の電圧振幅レベルが鉄心コアの直線位置を示すようにしたものである。この差動トランスにおいては、誘導電圧が差動的に変化するように設けられた 2 つの 2 次巻線が設けられた範囲において、該誘導電圧値が対直線位置に関して直線性を示す範囲でしか、直線位置を検出することができないものであり、該誘導電圧値の対直線位置の変化の関数が周期関数（例えばサイン関数のような三角関数）の 1 サイクルにわたって変化することはない。従って、検出可能範囲を拡張するには巻線長とコア長を長くするしかなく、自ずと限度があると共に、装置の大型化をもたらす。また、検出対象直線位置に相関する電気的な位相を示す出力を得ることが不可能である。また、誘導出力信号の電圧振幅レベルは、鉄心コアの直線位置のみならず、温度変化等の周辺環境の影響を受けやすいので、精度に難点がある。

【0003】これに対して、検出対象直線位置に相関す

る電氣的位相角を持つ交流信号を出力するようにした位相シフトタイプの誘導型直線位置検出装置も知られている。例えば、特開昭49-107758号、特開昭53-106065号、特開昭55-13891号、実公平1-25286号などに示されたものがある。この種の従来知られた位相タイプの誘導型直線位置検出装置においては、検出対象位置に連動する可動鉄心コアの直線変位方向に関して互いにずらして配置された例えば2つの1次巻線を互いに電氣的位相のずれた2相の交流信号（例えば $\sin \omega t$ と $\cos \omega t$ ）でそれぞれ励磁し、各1次巻線による2次側誘導信号を合成して1つの2次出力信号を生成するようにしている。励磁用の交流信号に対するこの2次出力信号における電氣的位相ずれが、検出対象位置に連動する鉄心コアの直線位置を示している。また、実公平1-25286号に示されたものにおいては、複数の鉄心コアを所定ピッチで断続的に繰り返し設け、1次及び2次巻線が設けられた範囲よりも広い範囲にわたる直線位置検出を可能にしている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】上述した従来の位相シフトタイプの誘導型直線位置検出装置は、差動トランスに比べて多くの点で利点を持っているが、少なくとも2相の交流信号（例えば $\sin \omega t$ と $\cos \omega t$ ）を用意しなければならないため、励磁回路の構成が複雑になるという問題点があった。また、温度変化等によって1次及び2次巻線のインピーダンスが変化すると、2次出力信号における電氣的位相ずれに誤差が生じるという欠点もあった。更に、複数の鉄心コアを所定ピッチで断続的に繰り返し設け、1次及び2次巻線が設けられた範囲よりも広い範囲にわたる直線位置検出を可能にした場合において、1次及び2次巻線を設ける範囲を可動鉄心コアの1ピッチの長さよりも長い範囲で設けねばならないため、巻線アセンブリ全体のサイズが大きくなってしまい、検出装置の小型化に限度があった。すなわち、鉄心コアの1ピッチの長さをPとすると、4相タイプの場合、各相巻線の配置間隔を最小でも「 $3P/4$ 」としなければならず、全体ではその4倍の「 $4 \times (3P/4) = 3P$ 」の配置領域が必要であり、従って最小でも可動鉄心コアの3ピッチ分の長さの範囲にわたって巻線アセンブリを設けなければならない。

【0005】上述した従来の装置は検出器の構成が複雑であった。この問題を解決するために本出願人は位置検出装置を利用した荷重センサとして、特開平10-170356号に係わる特許出願をすでに行った。しかし、この先願に示された荷重センサにおいては位置検出装置のコイル構成として1次コイル及び2次コイルの両方が必要であったため、小型化を促進するためにはさらに改善の余地があった。また、コイル出力電圧が温度変化に従って変動してしまう温度ドリフト対策が十分とはいえなかった。

【0006】本発明は上述の点に鑑みてなされたもので、小型かつシンプルな構造を持つと共に、温度特性の補償も容易な、荷重センサを提供することを目的とする。また、検出対象の変位が微小でも高分解能での検出が可能な、荷重センサを提供しようとするものである。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明に係る荷重センサは、検出対象たる荷重を受けて変位する荷重受け部と、交流信号で励磁されるセンサ用コイルを配置してなるコイル部及び該コイル部に対して相対的に変位する磁気応答部材を含み、該コイル部に対する該磁気応答部材の相対的位置が前記荷重受け部の変位に連動して変位する検出部と、前記センサ用コイルに直列接続された温度補償用コイルと、前記センサ用コイルと前記温度補償用コイルとの接続点より、前記センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該センサ用コイルの出力電圧を取り出す回路とを具える。

【0008】磁気応答部材は、典型的には、磁性体（強磁性体）及び非磁性・良導電体（反磁性体）の少なくとも一方を含んでなるものであってよい。磁気応答部材が磁性体からなる場合は、該部材のセンサ用コイルに対する近接の度合いが増すほど、該コイルの自己インダクタンスが増加して、該コイルの電氣的インピーダンスが増加し、該センサ用コイルに生じる電圧、つまり端子間電圧（若しくは電圧降下）、が増加する。反対に、該磁気応答部材のコイルに対する近接の度合いが減少するほど、該センサ用コイルのインダクタンスが減少して、該センサ用コイルの電氣的インピーダンスが減少し、該コイルに生じる電圧、つまり端子間電圧、が減少する。こうして、検出対象の変位に伴い、センサ用コイルに対する磁気応答部材の相対的位置が所定の範囲にわたって変化する間で該コイルに生じる電圧、つまり端子間電圧は、増加若しくは減少変化することになる。

【0009】本発明においては、センサ用コイルに直列接続された温度補償用コイルを具備し、前記センサ用コイルと前記温度補償用コイルとの接続点より、前記センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該センサ用コイルの出力電圧を取り出すようにしているの、同じコイルであることにより温度ドリフトを適正に相殺し、温度ドリフト補償済みの出力電圧を取り出すことができる。よって、温度ドリフト補償した圧力検出データを容易に得ることができる。

【0010】本発明の別の観点に従う荷重センサは、検出対象たる荷重を受けて変位する荷重受け部と、交流信号で励磁されるセンサ用コイルを配置してなるコイル部及び該コイル部に対して相対的に変位する磁気応答部材を含み、該コイル部に対する該磁気応答部材の相対的位置が前記荷重受け部の変位に連動して変位する検出部と、交流信号からなる基準電圧を発生する回路と、前記センサ用コイルの出力電圧と前記基準電圧と演算するこ

とで、所定の周期的振幅関数を振幅係数として持つ交流出力信号を少なくとも2つ生成する演算回路であって、前記各交流出力信号の前記周期的振幅関数はその周期性において所定位相だけ異なっているものと具えたものである。

【0011】例えば、典型的には、磁気応答部材の相対的位置が所定の範囲にわたって変化する間で該コイルに生じる電圧が示す漸増変化カーブは、サイン関数における0度から90度までの範囲の関数値変化になぞらえることができる。ここで、交流信号成分を $\sin \omega t$ で示し、センサ用コイルの端子間電圧が示す漸増変化カーブにおける適当な区間の始まりの位置に対応して得られる*

$$V_x - V_a = A(x) \sin \omega t - P_a \sin \omega t \\ = \{A(x) - P_a\} \sin \omega t \quad \cdots \text{式(1)}$$

となる。前記区間の始まりの位置では、 $A(x) = P_a$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は「0」となる。一方、前記区間の終わりの位置では、 $A(x) = P_b$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は「 $P_b - P_a$ 」となる。よって、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、前記区間の範囲内において、「0」から「 $P_b - P_a$ 」まで漸増する関数特性を示す。ここで、「 $P_b - P_a$ 」は最大値であるから、これを等価的に「1」と考えると、前記式(1)に従う交流信号の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、前記区間の範囲内において、「0」から「1」まで変化することになり、この振幅係数の関数特性は、サイン関数の第1象限（つまり0度から90度の範囲）の特性になぞらえることができる。よって、前記式(1)に従う交流信号の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、等価的に $\sin \theta$ （ただし、大体、 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ）と表わせる。

$$V_b - V_x = P_b \sin \omega t - A(x) \sin \omega t \\ = \{P_b - A(x)\} \sin \omega t \quad \cdots \text{式(2)}$$

となる。前記区間の始まりの位置では、 $A(x) = P_a$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は「 $P_b - P_a$ 」となる。一方、前記区間の終わり位置では、 $A(x) = P_b$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は「0」となる。よって、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、前記区間の範囲内において、「 $P_b - P_a$ 」から「0」まで漸減する関数特性を示す。前記と同様に、「 $P_b - P_a$ 」を等価的に「1」と考えると、前記式(2)に従う交流信号の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、前記区間の範囲内において、「1」から「0」まで変化することになり、この振幅係数の関数特性は、コサイン関数の第1象限（つまり0度から90度の範囲）の特性になぞらえることができる。よって、前記式(2)に従う交流信号の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、等価的に $\cos \theta$ （ただし、大体、 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ）と表わせる。なお、式(2)の減算は「 $V_x - V_b$ 」であっ

* センサ用コイル出力電圧 V_x の振幅係数レベル値を P_a とすると、該区間の始まりの位置に対応するコイル出力電圧 V_x は、 $P_a \sin \omega t$ と表わせる。そして、該区間の終わりの位置に対応して得られるセンサ用コイル出力電圧 V_x の振幅係数レベル値を P_b とすると、該区間の終わりの位置に対応するセンサ用コイル出力電圧は、 $P_b \sin \omega t$ と表わせる。ここで、始まりの位置に対応するコイル出力電圧 V_x の値 $P_a \sin \omega t$ と同じ値の交流電圧を基準電圧 V_a と定めて、これをセンサ用コイル出力電圧 V_x から減算すると、センサ用コイル出力電圧 V_x の振幅係数を関数 $A(x)$ で示すと、

※【0012】好ましい一実施形態は、前記基準電圧を発生する回路は、第1及び第2の基準電圧を発生し、前記演算回路は、前記センサ用コイルの出力電圧と前記第1及び第2の基準電圧とを用いて所定の第1の演算及び第2の演算をそれぞれ行うことで、第1の振幅関数を振幅係数として持つ第1の交流出力信号と、第2の振幅関数を振幅係数として持つ第2の交流出力信号とをそれぞれ生成するものである。この場合、コイル部は、1次コイルのみでよいので、構成を最小限に簡略化することができる。上記第1の基準電圧として上記 V_a を使用することで、上記第1の振幅関数として、サイン関数のほぼ第1象限（つまり0度から90度の範囲）の特性を持つものを得ることができる。

【0013】また、前記区間の終わりの位置に対応するコイル出力電圧 V_x の値 $P_b \sin \omega t$ と同じ値の交流電圧を第2の基準電圧 V_b と定め、これとコイル出力電圧 V_x との差を求めると、

てもよい。

【0014】こうして、2次コイルを用いることなく、検出対象たる荷重に応じた変位に応じてサイン及びコサイン関数特性に従う振幅をそれぞれ示す2つの交流出力信号を生成することができる。例えば、検出対象たる荷重に応じた変位を所定の検出可能範囲を360度分の位相角に換算した場合の位相角 θ にて示すと、概ね、サイン関数特性を示す振幅を持つ交流出力信号は、 $\sin \theta \sin \omega t$ で示すことができるものであり、コサイン関数特性を示す振幅を持つ交流出力信号は、 $\cos \theta \sin \omega t$ で示すことができるものである。これは、レゾルバといわれる位置検出器の出力信号の形態と同様のものであり、極めて有用なものである。例えば、前記演算回路で生成された前記2つの交流出力信号を入力し、該2つの交流出力信号における振幅値の相関関係から該振幅値を規定する前記サイン及びコサイン関数における位相値を検出し、検出した位相値に基づき前記検出対象の位

置検出データを生成する振幅位相変換部を具備するようにするとよい。なお、上記サイン及びコサイン関数は、ほぼ1象限分(90度)の範囲の特性を示すので、検出可能な位置範囲がほぼ90度の範囲の位相角に換算されて検出されることになる。

【0015】一例として、前記基準電圧を発生する回路は、交流信号が印加されるように直列接続された2つのコイルを含み、該コイルの接続点より前記基準電圧を取り出すようにしたものである。これにより、基準電圧の温度ドリフト補償も行なうことができ、出力電圧及び基準電圧が共に温度ドリフト補償された正確なアナログ演算を行なうことができる。

【0016】なお、磁気応答部材として、銅のような良導電体を使用した場合は、渦電流損によってコイルの自己インダクタンスが減少し、磁気応答部材のコイルに対する近接に伴い該コイルの端子間電圧が漸減することになる。この場合も、上記と同様に検出することが可能である。なお、磁性体(強磁性体)と非磁性・良導電体(反磁性体)とを組み合わせたハイブリッドタイプであってもよい。

【0017】別の実施形態として、磁気応答部材として永久磁石を含み、コイルは磁性体コアを含むようにしてもよい。この場合は、コイルの側の磁性体コアにおいて永久磁石の接近に応じて対応する箇所が磁気飽和又は過飽和となり、該磁気応答部材すなわち永久磁石のコイルに対する相対的変位に応じて該コイルの端子間電圧が漸減することになる。

【0018】かくして、この発明によれば、1次コイルのみを設ければよく、2次コイルは不要であるため、小型かつシンプルな構造の位置検出装置を提供することができる。また、出力電圧及び基準電圧が共に温度ドリフト補償された正確なアナログ演算を行なうことができ、温度変化の影響を排除した相対的位置検出を容易に行うことができる。勿論、基準電圧を発生する回路は、コイルに限らず、抵抗等、その他適宜の構成からなる電圧生成回路を使用してよい。なお、コイルと基準電圧の数は1又は2に限定されず、それ以上であってもよく、これに伴い、利用可能な位相角範囲を、ほぼ1象限(90度)分に限らず、更に拡大することも可能である。

【0019】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照してこの発明の実施の形態を詳細に説明しよう。図1(A)は、本発明に係わる荷重センサの一実施例を示す断面図である。図1(B)は、この荷重センサを、荷重受け部301の側から見た斜視図である。図1(C)は、この荷重センサにおける検出部100の拡大図である。荷重センサは、全体として円形状のロードセル300と、該ロードセル300の所定箇所に配置された検出部100とを含む。ロードセル300は、中央に開孔304があり、その周囲がリング状の荷重受け部301となっていて、

外周はリング形状の固定部302となっており、荷重受け部301と固定部302との間が可撓部303となっている。使用時においてこのロードセル300を荷重測定しようとする場所に設置する場合、固定部302を該場所にねじ等を介して取り付け。固定部302の厚みは、中央の荷重受け部301の厚みよりも厚い。よって、ロードセル300をフラットな面に設置した場合、中央の荷重受け部301は浮いた状態となり、負荷される荷重に応じて変位しうる。ロードセル300の材質それ自体は剛性のある金属等からなり、荷重に応じた荷重受け部301の変位量は小さな変位でしかない。このようなロードセル300それ自体の構造は、公知の荷重計のロードセルと同様のものであってよい。公知の荷重計においてはロードセル300の可撓部303にストレインゲージが貼付られ、その歪に応じた出力をストレインゲージから得るようになっている。それに対して、本実施例では、固定部302と可撓部303との間に検出部100を設けている。荷重受け部301に対して図示の矢印P方向に加わる荷重の大きさに応じて該荷重受け部301が機械的に変位し、これに伴い可撓部303が固定部302に対して変位し、この微小な機械的変位量を検出部100で検出することで、加わった荷重の大きさを等価的に検出するデータを得る。

【0020】検出部100は、ロードセル300の固定部302の側に片持ち支持された支持部材101と、この支持部材101の開放端側に配置された1個のセンサ用コイルL1と、ロードセル300の可撓部303に配置された磁気応答部材11を含む。例えば、磁気応答部材11は棒状又は針状の短い突起からなり、センサ用コイルL1に非接触的に近接配置され、可撓部303の変位つまり荷重受け部301の変位に応じて、センサ用コイルL1の空間内に非接触的に侵入しうようになっている。磁気応答部材11は、例えば鉄のような磁性体(強磁性体)からなり、該磁気応答部材11のセンサ用コイルL1に対する侵入量(若しくは近接の度合い)が増すほど、該コイルL1の自己インダクタンスが増加して、該コイルL1の電氣的インピーダンスが増加し、該センサ用コイルL1に生じる電圧、つまり端子間電圧(若しくは電圧降下)、が増加する。反対に、該磁気応答部材11のコイルL1に対する侵入量(若しくは近接の度合い)が減少するほど、該センサ用コイルL1のインダクタンスが減少して、該センサ用コイルL1の電氣的インピーダンスが減少し、該コイルL1に生じる電圧、つまり端子間電圧、が減少する。こうして、検出対象の変位(つまり荷重の大きさ)に伴い、センサ用コイルL1に対する磁気応答部材11の相対的位置が所定の範囲にわたって変化する間で該コイルL1に生じる電圧、つまり端子間電圧は、増加若しくは減少変化することになる。

【0021】検出部100においては、センサ用コイル

L1の近傍に温度補償用コイルL2が設けられるが、両コイルは磁気的にシールドして、磁気応答部材11の変位の影響が温度補償用コイルL2に及ぼされないようにする。図2に示すように、センサ用コイルL1は、交流発生源30から発生される所定の1相の交流信号（仮に $\sin \omega t$ で示す）によって定電圧又は定電流で励磁される。上述のように、センサ用コイルL1のインダクタンスは可撓部303の位置xに応じた磁気応答部材11の変位に応じて変化するため、図2の回路では等価的に可変インダクタンス要素として示している。温度補償用コイルL2がセンサ用コイルL1に直列接続されており、その接続点からセンサ用コイルL1の出力電圧Vxが取り出される。前述のとおり、温度補償用コイルL2は、磁気応答部材11の変位には応答せず、一定のインピーダンス（インダクタンス）を示すものである。図2の回路では等価的に固定インダクタンス要素として示している。温度補償用コイルL2は、できるだけセンサ用コイルL1と同等の温度ドリフト特性を示すように、センサ用コイルL1とできるだけ同一条件のコイル素子であることが好ましく、また、できるだけ同一環境下に配置されることが好ましい。センサ用コイルL1と温度補償用コイルL2の分圧比により、センサ用コイルL1の出力電圧Vxが取り出されるので、両コイルL1、L2の温度ドリフト特性が相殺され、センサ用コイルL1の出力電圧Vxは正確に温度補償されたものとなる。

【0022】図3（A）は、検出対象たる荷重に応じた荷重受け部301の変位つまり可撓部303の変位（横軸x）に対応してセンサ用コイルL1に生じる電圧（たて軸）を例示するグラフである。横軸xに記したa、bは、検出可能範囲の始まりと終わりの位置に対応している。荷重受け部301つまり可撓部303の変位量は微小であるため、この検出可能範囲は例えば1乃至数mm程度の非常に僅かな範囲である。位置aは、可撓部303がセンサ用コイルL1から最も離れた位置であり、この位置ではセンサ用コイルL1のインピーダンスが最小のため、コイルL1に生じる電圧は最小レベル（最小振幅係数）である。位置bは、可撓部303がセンサ用コイルL1から最も近づいた位置であり、この位置ではセンサ用コイルL1のインピーダンスが最大のため、コイルL1に生じる電圧は最大レベル（最大振幅係数）である。

【0023】このように、センサ用コイルL1に生じる電圧は、可撓部303つまり磁気応答部材11が位置aからbまで動く間で、最小値から最大値まで漸増変化する。位置aにおいて最小値をとるコイルL1の出力電圧Vxが $P_a \sin \omega t$ であるとすると（ P_a は最小インピーダンス）、これを第1の基準電圧Vaとして設定する。すなわち、

$$V_a = P_a \sin \omega t$$

である。また、位置bにおいて最大値をとるコイルL1の出力電圧Vxが $P_b \sin \omega t$ であるとすると（ P_b は最大インピーダンス）、これを第2の基準電圧Vbとして設定する。すなわち、

$$V_b = P_b \sin \omega t$$

である。なお、各基準電圧Va、Vbは可変設定できる。これによって、検出対象範囲a～bを可変設定できる。

【0024】図2において、各基準電圧Va、Vbを発生するための回路として、2つのコイルLa1、La2を直列接続した回路と、2つのコイルLb1、Lb2を直列接続した回路とが設けられており、これらは交流発生源30からの交流信号によって駆動される。基準電圧VaはコイルLa1、La2の接続点から取り出され、基準電圧VbはコイルLb1、Lb2の接続点から取り出される。コイルLa1、La2、コイルLb1、Lb2の各対は、所望の基準電圧Va、Vbが得られるように、そのインピーダンス（インダクタンス）が適切に調整される。コイルLa1、La2の分圧比により基準電圧Vaが取り出されるので、コイルLa1、La2の温度ドリフト特性が相殺され、基準電圧Vaは正確に温度補償されたものとなる。同様に、コイルLb1、Lb2の分圧比により基準電圧Vbが取り出されるので、コイルLb1、Lb2の温度ドリフト特性が相殺され、基準電圧Vbは正確に温度補償されたものとなる。

【0025】演算回路31Aは、センサ用コイルL1の出力電圧Vxから第1の基準電圧Vaを減算するもので、前記式（1）のように、コイルの出力電圧の振幅係数を関数A(x)で示すと、

$$\begin{aligned} V_x - V_a &= A(x) \sin \omega t - P_a \sin \omega t \\ &= \{A(x) - P_a\} \sin \omega t \end{aligned}$$

なる演算を行う。第1の基準電圧Vaによって設定した検出対象区間の始まりの位置aでは、 $A(x) = P_a$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は「0」となる。一方、該検出対象区間の終わりの位置bでは、 $A(x) = P_b$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は「 $P_b - P_a$ 」となる。よって、この演算結果の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、該検出対象区間の範囲内において、「0」から「 $P_b - P_a$ 」まで漸増する関数特性を示す。ここで、「 $P_b - P_a$ 」は最大値であるから、これを等価的に「1」と考えると、前記式に従う交流信号の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、検出対象区間の範囲内において、図3の（B）に示すように、「0」から「1」まで変化することになり、この振幅係数の関数特性は、図3の（C）に示すようなサイン関数 $\sin \theta$ の第1象限（つまり0度から90度の範囲）の特性になぞらえることができる。よって、前記式に従う交流信号の振幅係数「 $A(x) - P_a$ 」は、等価的に $\sin \theta$ （ただし、大体、 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ）を用いて表わせる。なお、図3

(B), (C)では、位置 x に対するサイン関数特性の振幅係数のカーブ $\sin \theta$ のみを示しているが、実際の演算回路31Aの出力はこの振幅係数 $\sin \theta$ に対応する振幅レベルを持つ交流信号 $\sin \theta \sin \omega t$ である。

【0026】演算回路31Bは、センサ用コイルL1の出力電圧 V_x と第2の基準電圧 V_b との差を求めるもので、前記式(2)のように、

$$V_b - V_x = P_b \sin \omega t - A(x) \sin \omega t \\ = \{P_b - A(x)\} \sin \omega t$$

なる演算を行う。検出対象区間の始まりの位置 a では、 $A(x) = P_a$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は「 $P_b - P_a$ 」となる。一方、第2の基準電圧 V_b によって設定した該区間の終わり位置 b では、 $A(x) = P_b$ であることから、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は「0」となる。よって、この演算結果の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、該検出対象区間の範囲内において、「 $P_b - P_a$ 」から「0」まで漸減する関数特性を示す。前記と同様に、「 $P_b - P_a$ 」を等価的に「1」と考えると、前記式に従う交流信号の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、検出対象区間の範囲内において、図3(B)に示すように、「1」から「0」まで変化することになり、この振幅係数の関数特性は、図3(C)に示すようなコサイン関数の第1象限(つまり0度から90度の範囲)の特性になぞらえることができる。よって、前記式に従う交流信号の振幅係数「 $P_b - A(x)$ 」は、等価的に $\cos \theta$ (ただし、大体、 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$)を用いて表わせる。この場合も、図3(B), (C)では、位置 x に対するコサイン関数特性の振幅係数のカーブ $\cos \theta$ のみを示しているが、実際の演算回路31Bの出力はこの振幅係数 $\cos \theta$ に対応する振幅レベルを持つ交流信号 $\cos \theta \sin \omega t$ である。なお、演算回路31Bでの減算は「 $V_x - V_b$ 」であってもよい。

【0027】こうして、可撓部303の変位つまり検出対象位置 x に応じてサイン及びコサイン関数特性に従う振幅をそれぞれ示す2つの交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ と $\cos \theta \sin \omega t$ を生成することができる。これは一般にレゾルバといわれる位置検出器の出力信号の形態と同様のものであり、有効に活用することができる。例えば、演算回路31A, 31Bで生成されたレゾルバタイプの2つの交流出力信号を位相検出回路(若しくは振幅位相変換手段)32に入力し、該2つの交流出力信号における振幅値の相関関係から該振幅値を規定する前記サイン及びコサイン関数 $\sin \theta$ 及び $\cos \theta$ の位相値 θ を計測することで、検出対象位置をアブソリュートで検出することができる。この位相検出回路32としては、例えば本出願人の出願に係わる特開平9-126809号公報に示された技術を用いて構成するとよい。例えば、第1の交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ を

電氣的に90度位相シフトすることで、交流信号 $\sin \theta \cos \omega t$ を生成し、これと第2の交流出力信号 $\cos \theta \sin \omega t$ を加減算合成することで、 $\sin(\omega t + \theta)$ および $\sin(\omega t - \theta)$ なる、 θ に応じて進相および遅相方向に位相シフトされた2つの交流信号(位相成分 θ を交流位相ずれに変換した信号)を生成し、その位相 θ を測定することで、ストローク位置検出データを得ることができる。位相検出回路32は、専用回路(例えば集積回路装置)で構成してもよいし、プログラム可能なプロセッサまたはコンピュータを使用して所定のソフトウェアを実行することにより位相検出処理を行うようにしてもよい。あるいは、公知のレゾルバ出力を処理するために使用されるR-Dコンバータを、この位相検出回路32として使用するようにしてもよい。また、位相検出回路32における位相成分 θ の検出処理は、ディジタル処理に限らず、積分回路等を使用したアナログ処理で行ってもよい。また、ディジタル位相検出処理によって回転位相 θ を示すディジタル検出データを生成した後、これをアナログ変換して回転位置 θ を示すアナログ検出データを得るようにしてもよい。勿論、位相検出回路32を設けずに、演算回路31A, 31Bの出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ をそのまま出力するようにしてもよい。

【0028】なお、図3(B)に示すように、サイン及びコサイン関数特性の交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ における振幅特性は、位相角 θ と検出対象位置 x との対応関係が線形性を持つものとする。図3(C)に示すような真のサイン及びコサイン関数特性を示していない。しかし、位相検出回路32では、見かけ上、この交流出力信号 $\sin \theta \sin \omega t$ 及び $\cos \theta \sin \omega t$ をそれぞれサイン及びコサイン関数の振幅特性を持つものとして位相検出処理する。その結果、検出した位相角 θ は、検出対象位置 x に対して、線形性を示さないことになる。しかし、位置検出にあたっては、そのように、検出出力データ(検出した位相角 θ)と実際の検出対象位置との非直線性はあまり重要な問題とはならない。つまり、所定の反復再現性をもって位置検出を行なうことができればよいのである。また、必要とあらば、位相検出回路32の出力データを適宜のデータ変換テーブルを用いてデータ変換することにより、検出出力データと実際の検出対象位置との間に正確な線形性を持たせることが容易に行なえる。よって、本発明でいうサイン及びコサイン関数の振幅特性とは、真のサイン及びコサイン関数特性を示していなければならないものではなく、図3(B)に示されるように、実際は三角波形状のようなものであってよいものであり、要するに、そのような傾向を示していればよい。つまり、サイン等の三角関数に類似した関数であればよい。なお、図3(B)の例では、観点を変えて、その横軸の目盛を θ と見立ててその目盛が所要の非線形目盛からなっ

ているとすれば、横軸の目盛を x と見立てた場合には見かけ上三角波形状に見えるものであっても、 θ に関してはサイン関数またはコサイン関数といえることができる。

【0029】ここで、更なる温度ドリフト特性の補償について説明する。前述した通りセンサ用コイル $L1$ の出力電圧 V_x と基準電圧 V_a 、 V_b はそれぞれ温度ドリフト補償されているものであるが、演算回路 31A、31B における差演算によって、同一方向のレベル変動誤差がもしあったとしてもこれも相殺されることになり、温度ドリフト特性がより一層確実に補償されることになる。

【0030】基準電圧発生用の各コイル L_{a1} 、 L_{a2} 、 L_{b1} 、 L_{b2} は、センサ用コイル $L1$ と同等の特性のコイルを使用し、かつ、これらのコイル L_{a1} 、 L_{a2} 、 L_{b1} 、 L_{b2} とセンサ用コイル $L1$ と同様の温度環境に置く（つまりセンサ用コイル $L1$ の比較的近くに配置する）のがよいが、これに限らず、別の配置でもよい。何故ならば、図 2 のような各対のコイルの直列接続とその接続点からの電圧取り出しによって、温度ドリフト補償が達成されているからである。よって、基準電

圧発生用の各コイル L_{a1} 、 L_{a2} 、 L_{b1} 、 L_{b2} は、演算回路 31A、31B の回路基板側に設けてもよい。

【0031】センサ用コイル $L1$ に直列接続する温度補償用コイル $L2$ を省略する実施態様もありうる。図 4 はその一例を示す回路図であり、図 2 において基準電圧 V_a 、 V_b を発生する回路及びセンサ用コイル $L1$ の出力電圧 V_x を発生させる回路を変更した例であり、コイル $L2$ に代えて抵抗素子 $R1$ が設けられており、コイル L_{a2} 、コイル L_{b2} に代えて抵抗素子 R_{a1} 、 R_{b1} が設けられている。この場合も、センサ用コイル $L1$ の出力電圧 V_x と基準電圧 V_a 、 V_b とを演算することで、図 3 と同様の動作で検出を行なうことができる。

【0032】図 5 は、図 2 の変形例であり、1 つの基準電圧 V_b を発生し、センサ用コイル $L1$ の出力電圧 V_x と演算するようにした例である。基準電圧 V_N を発生するための回路として、2 つのコイル L_{b1} 、 L_{b2} を直列接続した回路を用いる。演算回路 33A で、センサ用コイル $L1$ の出力電圧 V_x と基準電圧 V_b とを加算し、演算回路 33B で、センサ用コイル $L1$ の出力電圧 V_x から基準電圧 V_b を減算する。これによって、演算回路 33A における加算結果 $V_x + V_b$ として、サイン関数 $\sin \theta$ の 90° 未満の狭い範囲での振幅特性に等価的になぞらえることができる振幅係数 $\sin \theta$ を持つ出力交流信号 $\sin \theta \sin \omega t$ が得られる。また、演算回路 33B における減算結果 $V_x - V_b$ として、コサイン関数 $\sin \theta$ の 90° 未満の狭い範囲での振幅特性に等価的になぞらえることができる振幅係数 $\cos \theta$ を持つ出力交流信号 $\cos \theta \sin \omega t$ が得られる。図 5 においても、温度補償用コイル $L2$ 、 L_{b2} に代えて抵抗素

子を用いる変形例があり得る。

【0033】上記各実施例において、位置検出データを得るための構成は、図 2 等に示したような位相検出回路 32 を用いるものに限らず、図 6 (A) に示すように、電圧検出回路 40 を用いるようにしてもよい。図 6

(A) において、電圧検出回路 40 以外の構成は図 2 に示したものと同様である。要するに、電圧検出回路 40 では、演算回路 31A から出力される等価的にサイン関数の振幅特性を持つ交流信号 $\sin \theta \sin \omega t$ を整流回路 41 に入力し、交流信号成分を除去し、振幅電圧成分 $\sin \theta$ のみに応答する直流の検出電圧 $V1$ を発生する。また、演算回路 31B から出力される等価的にコサイン関数の振幅特性を持つ交流信号 $\cos \theta \sin \omega t$ を整流回路 42 に入力し、交流信号成分を除去し、振幅電圧成分 $\cos \theta$ のみに応答する直流の検出電圧 $V2$ を発生する。図 6 (B) は、検出対象位置 x に対して示す各検出電圧 $V1$ 、 $V2$ の特性例を示す。このような特性が得られる理由は図 3 (B) を参照して既に説明した通りである。このようにちょうど逆特性の 2 種類の検出電圧 $V1$ 、 $V2$ をアナログで得ることができる。検出対象位置 x の検出のためには、どちらか一方の検出電圧 $V1$ 、 $V2$ のみを得るように一連の整流回路だけで構成すれば足りるが、逆特性の 2 種類の検出電圧 $V1$ 、 $V2$ を並列的に発生するようにすることにより、冗長性をもたせることができる。すなわち、どちらか一方の検出系列で何らかの故障が生じた場合に、適切に対処することができる。

【0034】図 7 は、位相検出用アナログ回路 32A と電圧検出回路 40 とを併設し、位相検出と電圧検出のどちらでも採用できるようにした構成例を示す。図 7 は、図 6 (A) において位相検出用アナログ回路 32A が付加されたものと同じである。よって、位相検出用アナログ回路 32A 以外の構成についての説明は、図 2 及び図 6 (A) の説明を援用する。

【0035】位相検出用アナログ回路 32A において、演算回路 31A から出力された等価的にサイン関数の振幅特性を持つ交流信号 $A = \sin \theta \sin \omega t$ は、位相シフト回路 19 に入力され、その電氣的位相が所定量位相シフトされ、例えば 90° 進められて、位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ が得られる。また、位相検出用アナログ回路 32A においては加算回路 15 と減算回路 16 とが設けられており、加算回路 15 では、位相シフト回路 19 から出力される上記位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ と、演算回路 31B から出力される等価的にコサイン関数の振幅特性を持つ交流信号 $B = \cos \theta \sin \omega t$ とが加算され、その加算出力として、 $B + A' = \cos \theta \cdot \sin \omega t + \sin \theta \cdot \cos \omega t = \sin(\omega t + \theta)$ なる略式で表わせる第 1 の電氣的交流信号 $Y1$ が得られる。減算回路 16 では、上記位相シフトされた交流信号 $A' = \sin \theta \cdot \cos \omega t$ と上記

演算回路31Bから出力交流信号 $B = \cos\theta \cdot \sin\omega t$ とが減算され、その減算出力として、 $B - A' = \cos\theta \cdot \sin\omega t - \sin\theta \cdot \cos\omega t = \sin(\omega t - \theta)$ なる略式で表わせる第2の電氣的交流信号Y2が得られる。このようにして、検出対象位置(x)に対応して正方向にシフトされた電氣的位相角(+ θ)を持つ第1の電氣的交流出力信号 $Y1 = \sin(\omega t + \theta)$ と、同じ前記検出対象位置(x)に対応して負方向にシフトされた電氣的位相角(- θ)を持つ第2の電氣的交流出力信号 $Y2 = \sin(\omega t - \theta)$ とが、電氣的処理によって夫々得られる。

【0036】加算回路15及び減算回路16の出力信号Y1、Y2は、夫々ゼロクロス検出回路17、18に入力され、それぞれのゼロクロスが検出される。ゼロクロスの検出の仕方としては、例えば、各信号Y1、Y2の振幅値が負極性から正極性に变化するゼロクロスつまり0位相を検出する。各回路17、18で検出したゼロクロス検出パルスつまり0位相検出パルスは、ラッチパルスLP1、LP2として出力される。ラッチパルスLP1、LP2は、図示しない位相ずれ測定装置に入力される。この位相ずれ測定装置では、基準交流信号源30から発生される基準交流信号 $\sin\omega t$ の0位相時点から各ラッチパルスLP1、LP2の発生時点(立ち上がりトリガ時点)までの時間差をカウントし、ラッチパルスLP1に対応するカウント値を正方向にシフトされた位相角(+ θ)の位相データとして検出し、ラッチパルスLP2に対応するカウント値を負方向にシフトされた位相角(- θ)の位相データとして検出する。これらの正方向及び負方向にシフトされた位相角+ θ 及び- θ の位相検出データの利用方法については、前述した本出願人の出願に係る先願明細書に記載されているので、それと同様の手法で利用すればよい。

【0037】なお、基準交流発生源30の発振回路そのものをコイル部10の側に設けた場合は、図7に示すように、基準交流発生源30から発生される基準交流信号を方形波変換回路20に入力し、基準交流信号 $\sin\omega t$ に同期する方形波信号(パルス信号)を形成し、これを上記位相ずれ測定装置に入力してやる。その場合、位相ずれ測定装置では、入力された基準交流信号 $\sin\omega t$ に同期する方形波信号(パルス信号)の立ち上がりに同期してクロックパルスカウントを行ない、各ラッチパルスLP1、LP2の発生時点(立ち上がりトリガ時点)でそのカウント値をラッチする構成を採用することで、上記のように正方向及び負方向にシフトされた位相角+ θ 及び- θ の位相検出データをそれぞれ得ることができる。勿論、これに限らず、上記位相ずれ測定装置の側で、基準交流信号 $\sin\omega t$ に同期する方形波信号(パルス信号)を発生し、この方形波信号(パルス信号)に基づきコイル部10の回路側でアナログフィルタ処理等をかけることで、アナログの基準交流信号 $\sin\omega t$ を発生するようにしてもよい。その場合は、位相ず

れ測定装置の側では、出力した基準交流信号 $\sin\omega t$ に同期する方形波信号(パルス信号)の立ち上がりに同期してクロックパルスカウントを行ない、各ラッチパルスLP1、LP2の発生時点(立ち上がりトリガ時点)でそのカウント値をラッチする構成を採用すればよい。上記位相ずれ測定装置としては、CPUのようなソフトウェアプログラム処理可能なプロセッサを使用するとよい。なお、図6の回路において、電圧検出回路40の整流回路41に入力する信号として、演算回路31Aの出力信号 $A = \sin\theta \sin\omega t$ に代えて、位相シフト回路19からの出力信号 $A' = \sin\theta \cos\omega t$ を入力するようにしてもよい。

【0038】なお、磁気応答部材11として、強磁性体の代わりに、銅のような非磁性・良導電体(つまり反磁性体)を使用してもよい。その場合は、渦電流損によってコイルのインダクタンスが減少し、磁気応答部材11の近接に応じてコイルの端子間電圧が減少することになる。この場合も、上記と同様に位置検出動作することが可能である。また、磁気応答部材11として、強磁性体と非磁性・良導電体(つまり反磁性体)を組合わせたハイブリッドタイプのものを用いてもよい。また、磁気応答部材11の形状・構造等は任意であり、例えば、適宜の漸減又は漸増形状であってよく、また所定の基材の表面上にめっき等で適宜の漸減又は漸増形状からなるパターンを形成したものであってもよい。また、センサ用コイルL1の数は1個に限らず、複数であってもよい。また、センサ用コイルL1の空間内に針状又は棒状の磁気応答部材11が侵入する構成に限らず、磁気応答部材11からなる面がセンサ用コイルL1に接近したり遠ざかったりする構成であってもよい。また、図1の検出部100において、磁気応答部材11の方を支持部材101に配置し、センサ用コイルL1の方を可撓部303に配置し、センサ用コイルL1の方が荷重に応じて微状変位するようにしてもよい。

【0039】

【発明の効果】以上のとおり、この発明によれば、1次コイルのみを設ければよく、2次コイルは不要であるため、小型かつシンプルな構造の位置検出装置を用いて高精度の荷重センサを提供することができると共に、センサ用コイルに直列接続された温度補償用コイルを具備し、前記センサ用コイルと前記温度補償用コイルとの接続点より、前記センサ用コイルのインピーダンス変化に基づき変化する該センサ用コイルの出力電圧を取り出すようにしているので、同じコイルであることにより温度ドリフトを適正に相殺し、温度ドリフト補償済みの出力電圧を取り出すことができ、検出対象荷重に応じた微小な変位を正確に検出することができる、という優れた効果を奏する。

【0040】また、検出対象荷重に応じた微小な変位に応じて生じるコイル出力電圧の漸増(又は漸減)変化特

性を利用し、これを基準電圧と演算して組み合わせることにより、検出対象位置に応じて所定の周期関数特性に従う振幅をそれぞれ示す複数の交流出力信号（例えばサイン及びコサイン関数特性に従う振幅をそれぞれ示す2つの交流出力信号）を容易に生成し、これによっても、検出対象荷重に応じた微小な変位を正確に検出することができる、という優れた効果を奏する。また、基準電圧の発生にあたっては、交流信号が印加されるように直列接続された2つのコイルを含み、該コイルの接続点より基準電圧を取り出すようにすることにより、基準電圧の温度ドリフト補償も行なうことができ、出力電圧及び基準電圧が共に温度ドリフト補償された正確なアナログ演算を行なうことができることとなり、温度変化の影響を排除した位置検出を容易に行うことができる。更に、これら複数の交流出力信号における振幅値の相関関係から該振幅値を規定する所定周期関数（例えばサイン及びコサイン関数）における位相値を検出することで、検出対象の変位が微小でも高分解能での位置検出が可能である。

【図面の簡単な説明】

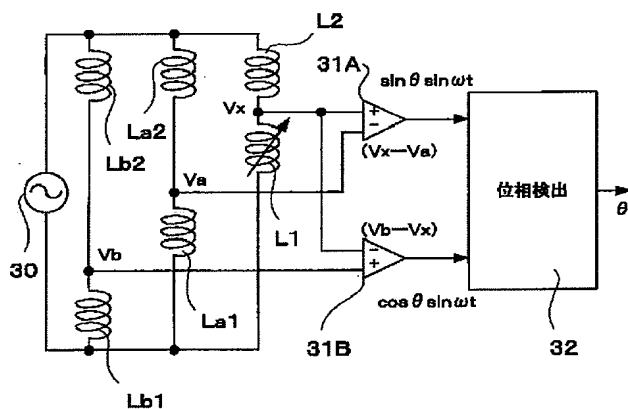
【図1】 本発明に係わる荷重センサの一実施例を示す略図。

【図2】 本発明の一実施例に係わる荷重センサのセンサ用コイルに関連する電気回路図。

【図3】 図1の実施例の検出動作説明図。

【図4】 本発明の一実施例に係わる荷重センサの変更*

【図2】



* 例を示すセンサ用コイルに関連する電気回路図。

【図5】 本発明の一実施例に係わる荷重センサの別の変更例を示すセンサ用コイルに関連する電気回路図。

【図6】 検出位置に応じたアナログ直流電圧を発生するように構成してなる本発明に係る荷重センサのセンサ用コイルに関連する電気回路図。

【図7】 電圧検出と位相検出の両機能を具備した本発明に係る荷重センサのセンサ用コイルに関連する電気回路図。

10 【符号の説明】

300 ロードセル

301 荷重受け部

302 固定部

303 可撓部

100 検出部

101 支持部材

11 磁気応答部材

30 交流発生源

31A, 31B, 33A, 33B アナログ演算回路

20 32 位相検出回路

L1 センサ用コイル

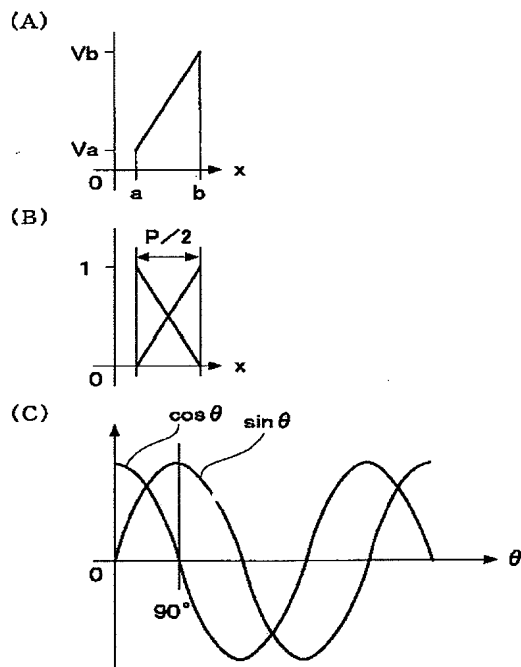
L2 温度補償用コイル

La1, La2, Lb1, Lb2, 基準電圧発生用コイル

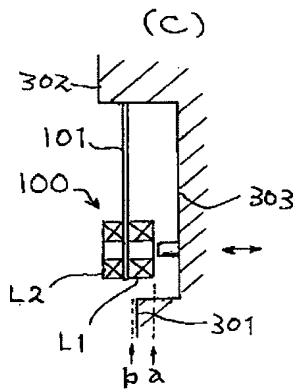
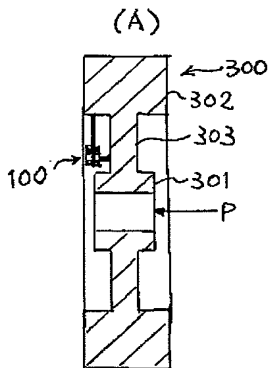
40 電圧検出回路

41, 42 整流回路

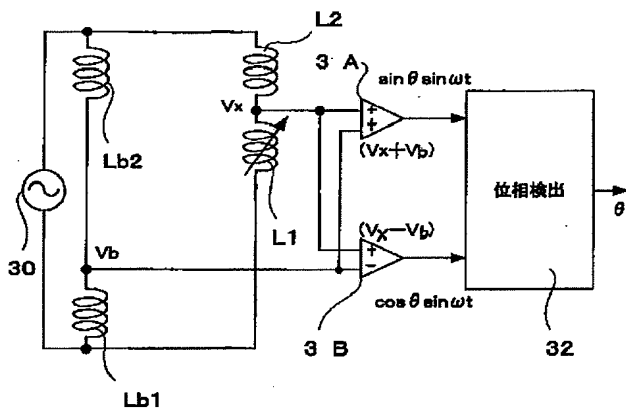
【図3】



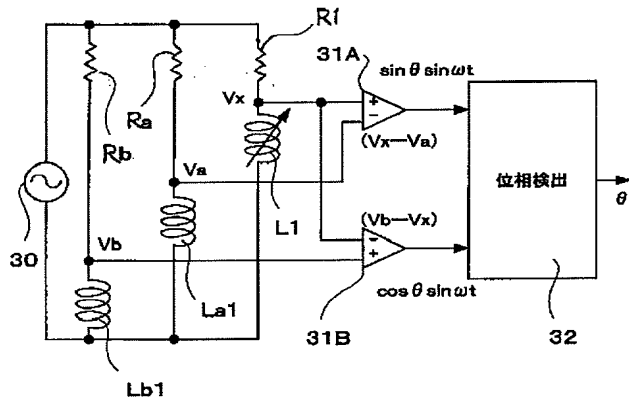
【図1】



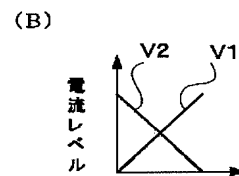
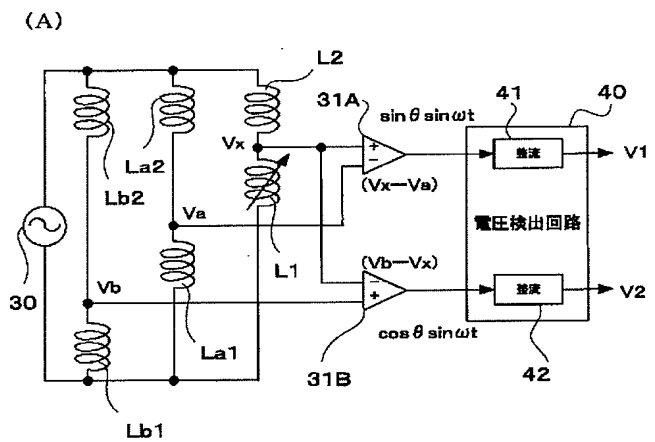
【図5】



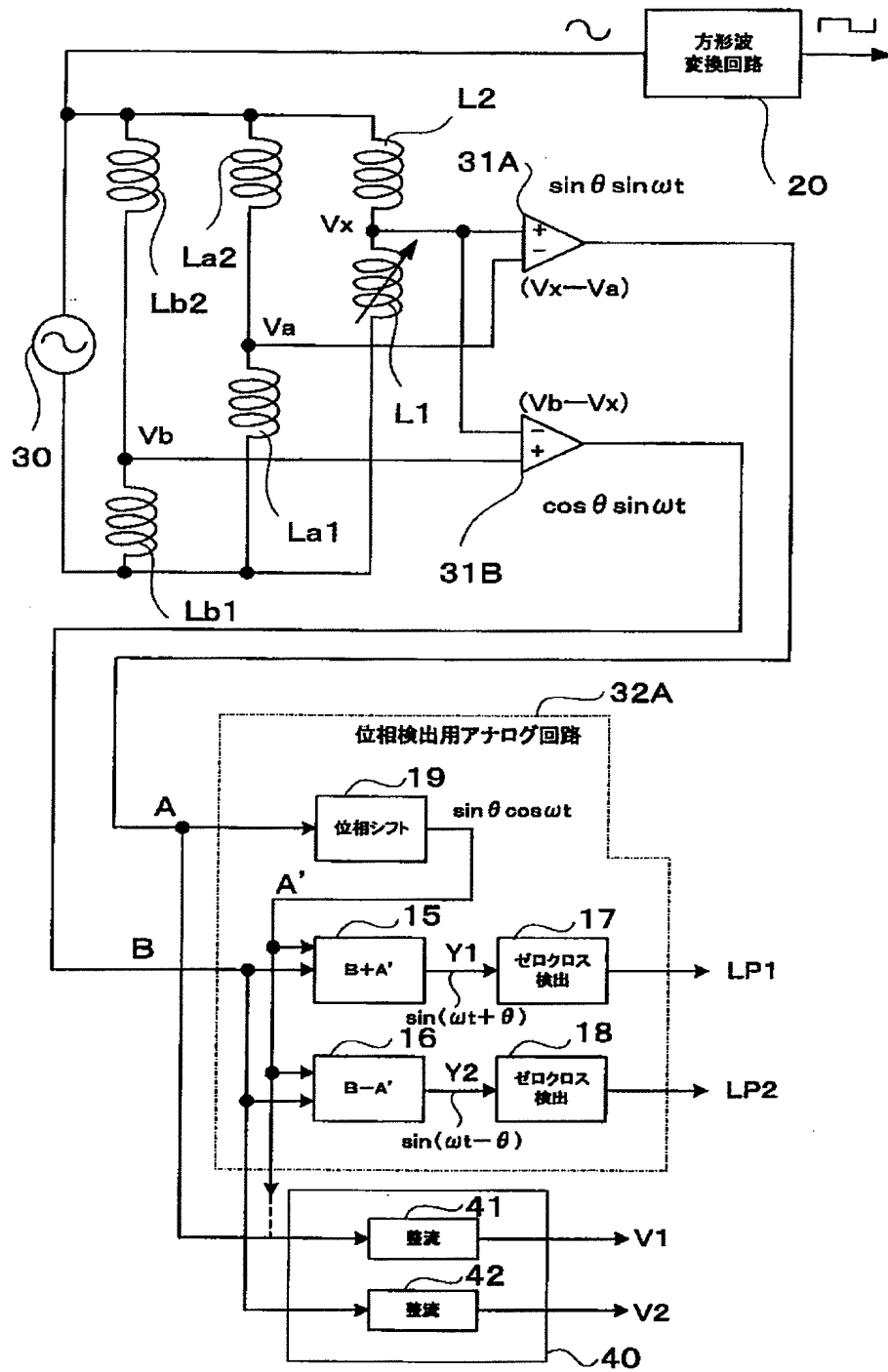
【図4】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード (参考)
G 0 1 L 1/26		G 0 1 L 1/26	D
F ターム (参考)	2F063 AA02 CB01 CC04 DA01 DA04 GA05 GA08 KA01 LA01 LA27 2F077 AA13 CC02 FF02 FF31 FF39 TT11 TT21 TT82 UU07 WV01		

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載
【部門区分】第6部門第1区分
【発行日】平成19年11月22日(2007.11.22)

【公開番号】特開2002-107238(P2002-107238A)

【公開日】平成14年4月10日(2002.4.10)

【出願番号】特願2000-301542(P2000-301542)

【国際特許分類】

G 0 1 L 1/14 (2006.01)

G 0 1 B 7/00 (2006.01)

G 0 1 D 5/20 (2006.01)

G 0 1 L 1/26 (2006.01)

【F I】

G 0 1 L 1/14 B

G 0 1 B 7/00 D

G 0 1 B 7/00 E

G 0 1 D 5/20 J

G 0 1 D 5/20 K

G 0 1 L 1/26 D

【手続補正書】

【提出日】平成19年10月5日(2007.10.5)

【手続補正1】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図1

【補正方法】変更

【補正の内容】

【図 1】

